

Predistorsión Digital de un Amplificador Clase J

M. Allegue Martínez⁽¹⁾, J. Izquierdo Rivera⁽¹⁾, J. A. García García⁽²⁾, M. J. Madero Ayora⁽¹⁾, C. Crespo Cadenas⁽¹⁾

⁽¹⁾Dpto. de Tª de la Señal y Comunicaciones. Universidad de Sevilla. Camino de los Descubrimientos, s/n. 41092, Sevilla

⁽²⁾Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Avenida de los Castros, s/n. 39005, Santander.

Abstract—The efficient transmission and modeling of Orthogonal Frequency Division Multiplexing signals are difficult to address due to the special characteristics of this modulation scheme. This paper implements a memoryless digital predistorter based on a curve fitting procedure in order to linearize a highly efficient continuous mode class J power amplifier based on a 15 W GaN device at a frequency of 850 MHz. Measurements show that the compensation method obtains improvements up to 18.8 dB in ACPR and 14dB in MER when combined with a PAPR reduction technique.

I. INTRODUCCIÓN

La técnica de Multiplexión por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM) ha sido extensamente aplicada en diversos sistemas de comunicaciones inalámbricas y radiodifusión, como ocurre con el estándar de la nueva segunda generación de difusión de vídeo digital terrestre (DVB-T2) [1]. Uno de los mayores inconvenientes de los sistemas OFDM es la alta relación potencia de pico a potencia promedio (PAPR), que degrada la eficiencia de potencia de las etapas de amplificación en el transmisor, ya que es necesario emplear una potencia media de salida bastante alejada de la región de saturación. La técnica *Active Constellation Extension* (ACE), propuesta en [2], es uno de los métodos definidos en la norma DVB-T2 para reducir la PAPR. Sin embargo, esta técnica es insuficiente por sí misma para cumplir con los requisitos de distorsión y la máscara espectral en el amplificador de potencia (PA).

Otra técnica ampliamente extendida para atenuar los efectos no deseados de la distorsión no lineal es la predistorsión digital (DPD), que se apoya normalmente en la representación del sistema mediante un modelo de comportamiento apropiado. La mayoría de los informes experimentales existentes sobre DPD han sido realizados sobre señales basadas en el estándar WCDMA y otras modulaciones digitales de tipo M-QAM [3]. Sin embargo, hasta donde los autores conocen, no existen suficientes resultados que validen experimentalmente la eficacia de los modelos de comportamiento aplicados a la predistorsión de señales OFDM.

En este trabajo se presenta la linealización de un amplificador clase J altamente eficiente mediante un DPD sin memoria basado en ajuste de curvas. Las prestaciones del DPD se validan experimentalmente con el uso de una señal DVB-T2.

II. AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE ALTA EFICIENCIA

A partir del transistor HEMT CGH35015 de Cree, de GaN y potencia media de salida de 15 W, se ha diseñado un amplificador de potencia clase J en modo continuo. Propuesta recientemente por Cripps en [4], en esta novedosa clase de

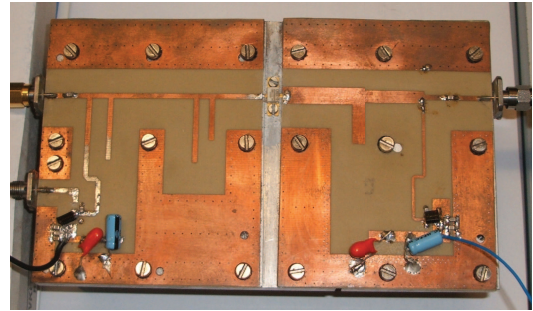


Fig. 1. Fotografía del amplificador clase J en modo continuo diseñado con el HEMT CGH35015F de Cree.

amplificación se combina el punto de polarización de un amplificador clase AB con las terminaciones adecuadas de drenador en la frecuencia fundamental, $Z_{opt}(\omega) = R_1 + jX_1$, y en el segundo armónico, $Z_{opt}(2\omega) = jX_2$, donde las componentes de la reactancia, X_1 y X_2 , deben tener signos opuestos y valores correlados.

Para la sintonización de las impedancias deseadas en la frecuencia fundamental y los armónicos de orden superior, se ha empleado una red de adaptación de impedancias a la salida basada en un stub (considerando la capacidad de salida del dispositivo, también se ha forzado un valor próximo al cortocircuito para el tercer armónico). Se ha puesto en práctica una técnica paso a paso como la propuesta en [5], seleccionando como frecuencia central 850 MHz. La red de adaptación a la entrada se ha ajustado para proporcionar máxima ganancia de potencia en saturación. En la Fig. 1 se presenta una fotografía del amplificador de potencia.

Debido a la alta ganancia de pequeña señal que presenta el dispositivo a bajas frecuencias, particularmente si opera en un punto de clase AB, se ha puesto especial atención en el diseño de la red de polarización de puerta para forzar una terminación a baja frecuencia próxima a 50Ω , evitando inestabilidades no deseadas del circuito.

En la Fig. 2 se representan la ganancia y la PAE (del inglés *Power Added Efficiency*) resultantes de una caracterización de onda continua en la frecuencia central. Al drenador se le aplicó una polarización de 28 V, mientras que se barrió el valor de V_{gs} alrededor de la tensión de corte. Se aprecian diferentes características de ganancias, asociadas a la operación en clase C, B o AB. Algunos comportamientos medidos, como la existencia de dos regiones de compresión en el modo de

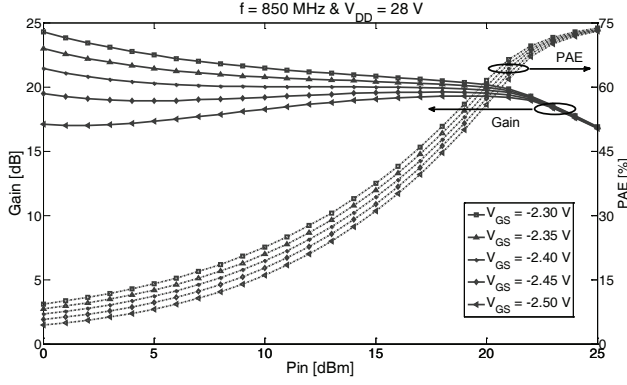


Fig. 2. Caracterización de la ganancia y la PAE en función de la potencia de entrada (onda continua).

clase AB, pueden estar asociadas a las particularidades de la transconductancia de un HEMT de GaN frente al perfil de la tensión de puerta. Se ha medido un valor de pico de PAE, $PAE_{pico} = 73\%$, para una potencia de salida de 16 W y una ganancia en saturación de 17 dB.

III. CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL

El montaje de medida consiste en un generador vectorial de señal Rohde & Schwarz SMU200A con la opción integrada de forma de onda arbitraria y un analizador vectorial de señal (VSA) Agilent PXA dotado del software VSA89600. Para la validación experimental de la predistorsión sin memoria propuesta se ha generado una señal OFDM conforme al estándar DVB-T2 con la plataforma de simulación de [6]. Se ha empleado una señal DVB-T2 en modo 32K con una modulación QPSK y se ha utilizado un factor de sobremuestreo de 8. Se crearon dos tipos de señales: en el primer tipo no se aplicó ninguna técnica de reducción de PAPR, dando lugar a una PAPR de 11.4 dB, y en el segundo tipo se aplicó la técnica ACE, resultando una PAPR de 7.0 dB. Después de añadir el correspondiente prefijo cíclico, las señales se cargaron en la memoria interna del generador de señal, tras el que se empleó un pre-amplificador lineal para que las señales moduladas alcanzaran la potencia adecuada al aplicarlas a la entrada del amplificador clase J de la Sección II. Usando el VSA, se convirtió a banda base la señal a la salida del PA y se muestreó con la misma tasa de sobremuestreo que en generación.

Para poder modelar correctamente el comportamiento del PA y poder aplicar la técnica de DPD es necesario sincronizar las señales a la entrada y a la salida del mismo. Para ello se han empleado dos técnicas según el dominio en el que se trabaje, tiempo o frecuencia. La sincronización en el *dominio de la frecuencia* [7] se basa en una estimación del retardo τ y el desfase ϕ_0 existente entre ambas señales. Si se considera que la relación entre las envolventes complejas de las señales de salida y entrada es $\tilde{y}(t) = G \cdot \tilde{x}(t - \tau) e^{j\phi_0}$, la transformada de Fourier de la correlación cruzada de ambas, R_{xy} , será

$$\mathcal{F}\{R_{xy}\} = G^2 \cdot |\tilde{X}(f)|^2 e^{-j(2\pi f\tau + \phi_0)}. \quad (1)$$

Al estimar la pendiente y el valor de dicha fase a frecuencia cero se están estimando los valores buscados. Finalmente, multiplicando las señales en el dominio de la frecuencia por una exponencial con la fase opuesta a la estimada es posible corregir cualquier retardo, aunque no se corresponda con un número entero de muestras.

$$\tilde{y}_{sincro}(t) = \mathcal{F}^{-1}\{\tilde{Y}(f)\} \cdot e^{j(2\pi f\tau + \phi_0)}. \quad (2)$$

La sincronización en el *dominio del tiempo* parte de una primera estimación y corrección del retardo a partir del máximo de la correlación cruzada de ambas señales. Para aumentar la precisión de la sincronización es necesario realizar un sobremuestro de las señales medidas [8]. A continuación, se estima el instante óptimo de muestreo como aquél que minimiza la dispersión del módulo del vector que contiene una sola muestra por símbolo. De modo que, si se tiene un factor de sobremuestreo L , el error cometido al estimar el instante óptimo de muestreo será inferior a T_m/L , siendo T_m el periodo correspondiente a cada muestra de la señal medida. Finalmente, se realiza una compensación del desfase ϕ_0 mediante la corrección de la rotación observada entre las constelaciones.

IV. MODELADO Y PREDISTORSIÓN

Uno de los desafíos que plantea el amplificador clase J es su comportamiento altamente no lineal, que se puede observar en las características de ganancia instantánea de la Fig. 3, con y sin el DPD propuesto, para la señal sin reducción de PAPR y la que tiene aplicada la técnica ACE. Como se muestra en dicha figura, la ganancia instantánea presenta en ambos casos, no sólo compresión para las potencias más altas, sino también una notable expansión para potencias bajas. Este comportamiento complejo no se puede representar de forma adecuada mediante los modelos de comportamiento basados en series de Volterra habituales, como se menciona en [9]. Por lo tanto, es necesario adoptar un enfoque de identificación y modelado diferente.

En el presente trabajo, se ha adoptado un modelo sencillo sin memoria por ajuste de curvas. Para ello, en primer lugar se realizó un suavizado de las características AM/AM y AM/PM dinámicas que se midieron utilizando un filtro Savitzky-Golay con polinomio de primer orden. A continuación, se extrajo el modelo basado en splines cúbicos que mejor ajustaban a las medidas suavizadas, dando lugar a una estimación de las características AM/AM y AM/PM estáticas. Como figura de mérito para medir el ajuste del modelo se ha empleado el error cuadrático medio normalizado (NMSE), expresado en dB, entre la envolvente compleja medida a la salida y la envolvente compleja de la salida modelada. Cabe destacar que, a pesar de la simplicidad del modelo, se obtuvo un ajuste notable entre las medidas y el modelo, dado por un NMSE de $-39,9$ dB para la señal sin reducción de PAPR y de $-43,0$ dB para la señal con la técnica ACE. Puesto que las prestaciones del DPD dependen de que se haya identificado de forma precisa un modelo de comportamiento adecuado para el dispositivo no lineal y de que éste modelo sea invertible sin puntos de singularidad, se esperan buenos resultados de la predistorsión.

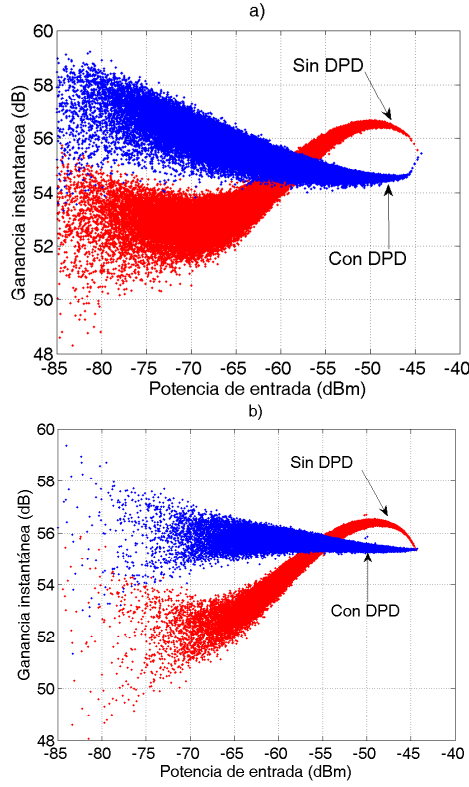


Fig. 3. Ganancia instantánea frente a la potencia de entrada cuando: a) se aplica al amplificador la señal original sin reducción de PAPR, y b) se aplica reducción de PAPR a través de la técnica ACE, junto con la linealización alcanzada en ambos casos.

Para aplicar dicha predistorsión a la señal de entrada, se procedió al ajuste de curva para la característica AM/AM intercambiando los papeles de la entrada y la salida. Para ajustar la fase de la señal predistorsionada, se aplicó la fase de la característica AM/PM del modelo directo con el signo cambiado.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES CON PREDISTORSIÓN

La principal ventaja de emplear la técnica ACE para reducir la PAPR junto con el DPD puede observarse en la Fig. 3. La subfigura a) muestra la característica AM/AM del PA en términos de ganancia instantánea cuando se aplica el DPD directamente a la señal DVB-T2 original. Debido al elevado nivel de compresión al que están sometidos los valores más altos de potencia, para conseguir una adecuada linealización de todos los valores de la señal de entrada el DPD produce una reducción de la ganancia efectiva de aproximadamente 2 dB. Por otro lado, la subfigura b) muestra la característica AM/AM cuando se aplica el DPD en combinación con la técnica ACE. La reducción de la ganancia que produce el DPD es inferior en este caso, ya que la señal presenta una menor PAPR disminuyendo la máxima compresión de potencia alcanzada. Como se puede observar, la distorsión no lineal se ha compensado satisfactoriamente, aún tratándose de un DPD que no compensa los efectos de memoria. Además, las

TABLA I
INTERFERENCIA EN BANDA, EMISIÓN FUERA DE BANDA Y PRESTACIONES GLOBALES.

Casos bajo estudio	MER (dB)	ACPR (dBc)		NMSE (dB)	Pout (dBm)	PAE (%)
		Inf.	Sup.			
Sin ACE, sin DPD	20.1	-27.0	-26.9	-19.3	29.8	22.9
Con ACE, sin DPD	24.1	-29.3	-28.9	-23.2	34.8	36.7
Sin ACE, con DPD	30.7	-38.6	-37.2	-30.0	29.8	21.8
Con ACE, con DPD	38.9	-45.8	-43.3	-38.2	34.9	36.5

prestaciones con el método ACE de la Fig. 3b) son claramente mejores que para el caso original de la Fig. 3a).

En la Tabla I se comparan los resultados para los cuatro casos bajo estudio teniendo en cuenta las dos técnicas empleadas, ACE y DPD. En los cuatro estudios haremos las posibles combinaciones para observar qué prestaciones nos proporciona su uso. Para ello, mediremos varios parámetros de los que se extraerá información suficiente para determinar la valía de la técnica. Para que la comparación de las características no lineales se pueda hacer de forma apropiada se ha usado la misma potencia a la salida para los casos sin y con DPD. Dicha potencia coincide con el máximo valor linealizable de forma satisfactoria. En los casos en los que no se aplica reducción de PAPR se alcanzó una potencia a la salida de 29.8 dBm, valor inferior a los 34.8 dBm que se consiguieron al aplicar la técnica ACE, ya que la compresión de la potencia en este último caso era menor.

La forma más extendida de cuantificar la reducción del recrecimiento espectral que produce un DPD consiste en medir la relación de potencia en los canales adyacentes (ACPR, del inglés *Adjacent Channel Power Ratio*). En la Tabla I se proporcionan valores de ACPR para los canales adyacentes inferior y superior con una anchura de 8 MHz y separados del canal de interés la misma cantidad. Los resultados del ACPR confirman el buen funcionamiento de las técnicas en cuanto a la interferencia del canal adyacente, reduciendo ésta en hasta 18.8 dB para el DPD propuesto combinado con la técnica ACE. Se aprecia también que la reducción del recrecimiento espectral producida por el DPD junto con la técnica ACE es más de 6 dB mayor que al aplicar el DPD sobre la señal original. Las observaciones realizadas para el ACPR se ven apoyadas por la Fig. 4 que recoge el espectro de potencia para todos los casos, entre los que destaca una reducción notable del recrecimiento espectral cuando se emplean ambos métodos a la vez.

La MER (del inglés *Modulation Error Ratio*) es una figura de mérito para evaluar la similitud en banda entre la señal OFDM en el dominio de la frecuencia después del PA y la señal de referencia en el mismo dominio. Esta variable está directamente ligada con la magnitud del vector error (EVM, *Error Vector Magnitude*):

$$\text{MER (dB)} = 20 \log \left(\frac{100}{\text{EVM}(\%)} \right). \quad (3)$$

Podemos ver en la Tabla I que la MER para los casos sin

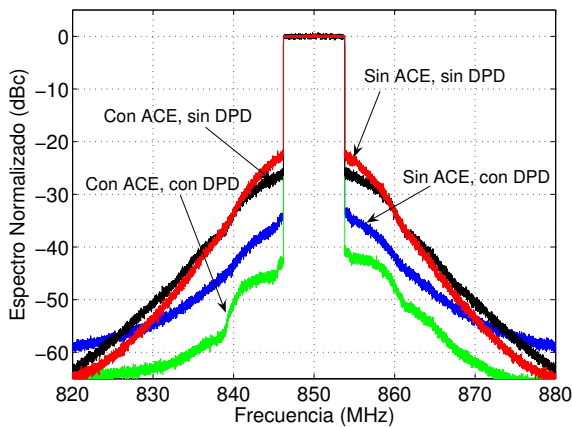


Fig. 4. Densidad espectral de potencia normalizada de las siguientes señales de salida: señal original sin ACE y sin DPD, sólo con reducción de PAPR a través de la técnica ACE, sólo con DPD sin memoria, y con DPD sin memoria junto con reducción de PAPR mediante ACE.

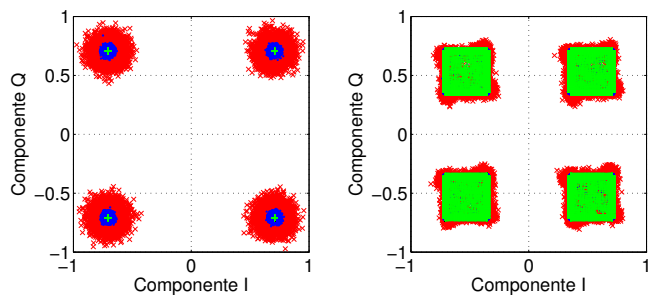


Fig. 5. Constelación de la señal DVB-T2 con modulación QPSK: referencia (verde), sin DPD (rojo) y con DPD sin memoria (azul). En el caso a) se aplica al amplificador la señal original sin reducción de PAPR, y en el caso b) se aplica la técnica ACE.

DPD toma valores de 20.1 dB y 24.1 dB, muy inferiores a los 32 dB que se recomiendan como mínimo para la correcta recepción de la señal DVB-T2. La predistorsión sin reducción de PAPR mejora la MER a 30.7 dB, aún por debajo del valor recomendado. En cambio, cuando cuando aplicamos las dos técnicas, se alcanza una MER de 38.9 dB, muy superior al umbral deseado. Este comportamiento también se aprecia en las constelaciones de la Fig. 5, en las que la dispersión de los puntos producida por la no linealidad (en rojo) es bastante notable y el efecto del DPD la reduce considerablemente (en azul), acercando los símbolos medidos a sus posiciones ideales (mostradas en verde). En la Fig. 5b) se muestra la constelación en el caso de aplicar la técnica ACE, para el que prácticamente coinciden los símbolos medidos tras la linealización y sus posiciones de referencia. Es interesante resaltar el efecto que produce en la constelación dicha técnica ACE, que relaja las posiciones de los símbolos QPSK y altera la forma de la constelación dando lugar al aspecto característico de la figura.

El NMSE es también una métrica adecuada en el dominio del tiempo para evaluar el funcionamiento global del DPD, ya que se puede emplear para comparar la señal muestreada en el receptor con la referencia teórica y, así, poder comprobar el

efecto de la linealización. Según este parámetro, los mejores resultados y, por tanto, las mejores prestaciones en cuanto a linealización se dan cuando empleamos ambas técnicas, caso en el que se obtiene un NMSE rozando los -40 dB.

En términos de eficiencia vemos que el uso de la técnica DPD no es relevante, simplemente con la aplicación de la técnica ACE se mejora la PAE en aproximadamente un 14 %. Cabe resaltar la alta eficiencia que produce el amplificador clase J empleado, con una PAE aproximadamente de un 22 % sin reducción de PAPR y de un 36.5 % con la técnica ACE.

VI. CONCLUSIONES

En este trabajo, la combinación de un amplificador de clase J en GaN y de una técnica de predistorsión han permitido alcanzar unas altas prestaciones tanto en eficiencia como en linealidad. El DPD empleado junto con la técnica de reducción de PAPR han dado lugar a una reducción del recrecimiento espectral y una minimización de la distorsión en banda, tal como requieren los nuevos estándares inalámbricos. Se han presentado resultados experimentales que validan las prestaciones del DPD empleado con señales OFDM DVB-T2.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen a D. José García Doblado y D. Vicente Baena Lecuyer, del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Sevilla, su ayuda en la generación de señales conforme al estándar DVB-T2. Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación a través del Proyecto TEC2011-23559 y por la Junta de Andalucía (Consejería de Innovación y Ciencia) a través del Proyecto TIC-7869.

REFERENCIAS

- [1] ETSI, "Digital video broadcasting (DVB); Frame structure, channel coding and modulation for a Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB T2)," *EN 302 755 V.1.1.1*, Sep. 2009.
- [2] B. S. Krongold, D. L. Jones, "PAR reduction in OFDM via active constellation extension," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 49, no. 3, pp. 258–268, Sep. 2003.
- [3] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt, and J. Pastalan, "A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 54, no. 10, pp. 3852–3860, Oct. 2006.
- [4] S. C. Cripps, P. J. Tasker, A. L. Clarke, J. Lees, and J. Benedikt, "On the Continuity of High Efficiency Modes in Linear RF Power Amplifiers," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 19, no. 10, pp. 665–667, Oct. 2009.
- [5] T. B. Mader and Z. Popovic, "The Transmission-Line High-Efficiency Class-E Amplifier," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 5, no. 9, pp. 290–292, Sep. 1995.
- [6] V. Baena, "Common Simulation Platform Tutorial", *DVB Document TM-T20491*, Dec. 2008.
- [7] G. Nanfack Nkondem, *Développement d'un système de caractérisation temporelle d'enveloppe d'amplificateurs de puissance. Application à la linéarisation d'amplificateurs par prédistorsion en bande base*, Tesis doctoral, Université de Limoges, 2008.
- [8] O. Mendoza, *Measurement of EVM (Error Vector Magnitude) for 3G Receivers*, Trabajo de máster, Chalmers University of Technology, 2002.
- [9] A. Zhu, P. J. Draxler, C. Hsia, T. J. Brazil, D. F. Kimball, and P. M. Asbeck, "Digital Predistortion for Envelope-Tracking Power Amplifiers Using Decomposed Piecewise Volterra Series," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 10, pp. 2237–2247, Oct. 2008.